

#5 02

6/24/01

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

JC996 U.S. PTO  
09/986313



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年11月10日

出願番号

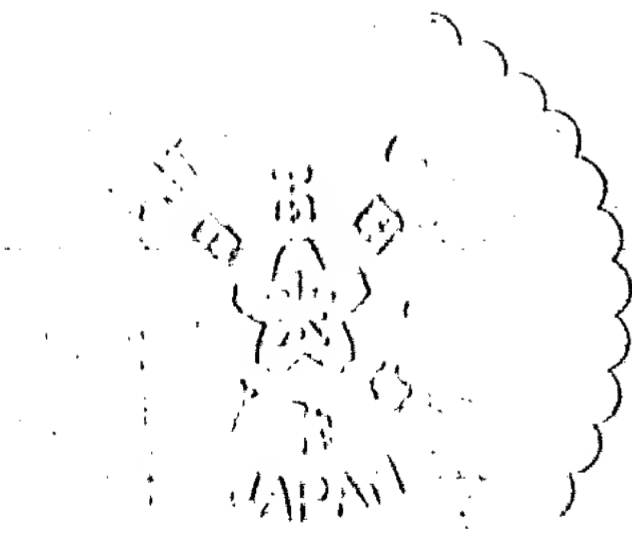
Application Number:

特願2000-343670

出願人

Applicant(s):

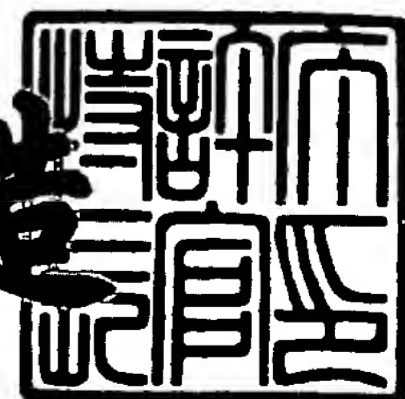
株式会社デンソー



2001年 8月17日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3074286

【書類名】 特許願

【整理番号】 IP4668

【提出日】 平成12年11月10日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G01L 9/04

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 谷澤 幸彦

【特許出願人】

    【識別番号】 000004260

    【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

    【識別番号】 100100022

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 伊藤 洋二

    【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

    【識別番号】 100108198

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 三浦 高広

    【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

    【識別番号】 100111578

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 水野 史博

    【電話番号】 052-565-9911

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 038287

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 物理量検出装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 のオペアンプと、

前記第 1 のオペアンプの反転入力端子と第 1 の基準電位点 ( $V_{cc}$ ) に接続される第 1 の抵抗 ( $R_a$ ) と、

前記第 1 のオペアンプの反転入力端子と第 2 の基準電位点 (グランド) に接続される第 2 の抵抗 ( $R_b$ ) と、

前記第 1 のオペアンプの反転入力端子と出力端子との間に配置されたフィードバック抵抗 ( $R_{ts}$ ) と、

前記第 1 のオペアンプの非反転入力端子に入力される参照電圧 ( $V_{ref}$ ) を発生させる参照電圧発生部 ( $R_1$ 、 $R_2$ ) とを備え、

前記第 1、第 2 の抵抗 ( $R_a$ 、 $R_b$ ) の少なくとも一方はセンシング素子である物理量検出センサにおいて、

前記第 1、第 2 の抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR$ ) とセンシング素子としての感度温度係数 ( $TCS$ ) との差と前記フィードバック抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR_{ts}$ ) とがほぼ同等としたことを特徴とする物理量検出装置。

【請求項 2】 前記第 1、第 2 の抵抗と前記フィードバック抵抗は、共に拡散抵抗で構成されており、これら第 1、第 2 の抵抗と前記フィードバック抵抗とが異なる不純物濃度で構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載の物理量検出装置。

【請求項 3】 前記第 1、第 2 の抵抗の不純物濃度が約  $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  であり、前記フィードバック抵抗の不純物濃度が約  $4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  であることを特徴とする請求項 2 に記載の物理量検出装置。

【請求項 4】 前記第 1、第 2 の抵抗のうちのいずれか一方が、物理量に応じて抵抗値を変化させるセンシング素子として構成され、他方が物理量に応じて抵抗値を変化させない抵抗として構成されていることを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 つに記載の物理量検出装置。

【請求項 5】 前記参照電圧発生部は、前記第 1 の基準電位点と前記第 2 の

基準電位点との間において直列接続された第3、第4の抵抗 ( $R_1$ 、 $R_2$ ) で構成され、該第3、第4の抵抗によって抵抗分割された電圧を前記参照電圧としており、前記第3、第4の抵抗の抵抗温度係数がほぼ同等に構成されていることを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1つに記載の物理量検出装置。

【請求項6】 前記第3、第4の抵抗のいずれか一方がトリミング調整され、前記中間電圧の零点調整が成されていることを特徴とする請求項5に記載の物理量検出装置。

【請求項7】 前記フィードバック抵抗と並列に調整抵抗 ( $R_{ts'}$ ) が接続されていることを特徴とする請求項1乃至6のいずれか1つに記載の物理量検出装置。

【請求項8】 前記第1のオペアンプの出力端子に接続された第5の抵抗 ( $R_3$ ) と、

前記第5の抵抗を介して、前記第1のオペアンプの出力が反転入力端子に接続されると共に、前記参照電圧が非反転入力端子に入力されるように構成された第2のオペアンプ ( $OP_2$ ) と、

前記第2のオペアンプの出力端子と反転入力端子との間に配置された第6の抵抗 ( $R_6$ ) と、を備えていることを特徴とする請求項1乃至7のいずれか1つに記載の物理量検出装置。

【請求項9】 前記第1の基準電位点と前記第2のオペアンプの反転入力端子との間に接続されるオフセット調整用抵抗 ( $R_5$ ) か、前記第2の基準電位点と前記第2のオペアンプの反転入力端子との間に接続されるオフセット調整用抵抗 ( $R_{5'}$ ) の少なくともいずれか一方が備えられていることを特徴とする請求項8に記載の物理量検出装置。

【請求項10】 前記第1の基準電位点と前記第2のオペアンプの反転入力端子との間に第7、第8の抵抗 ( $R_{41}$ 、 $R_{t01}$ ) が備えられていると共に、

前記第2のオペアンプの反転入力端子と前記第2の基準電位点との間に第9、第10の抵抗 ( $R_{t02}$ 、 $R_{42}$ ) が備えられており、

前記第8、第9の抵抗が抵抗温度依存性を有した構成となっていることを特徴とする請求項8又は9に記載の物理量検出装置。

【請求項 1 1】 前記第 8、10 の抵抗の少なくともいずれか一方がトリミング調整され、前記第 2 のオペアンプの出力のオフセット温度特性補償が成されていることを特徴とする請求項 10 に記載の物理量検出装置。

【請求項 1 2】 基準温度における前記センシング素子の感度を  $S_0$ 、前記基準温度における前記センシング素子の抵抗値を  $R_0$ 、前記基準温度における前記フィードバック抵抗の抵抗値を  $R_{ts0}$  とすると、

前記基準温度からの温度差が  $T$  である温度において、前記センシング素子の感度  $S(T)$  が  $S(T) = S_0 \cdot (1 + \beta_1 \cdot T + \beta_2 \cdot T^2)$ 、前記センシング素子の抵抗値  $R(T)$  が  $R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2)$ 、さらに、前記フィードバック抵抗の抵抗値  $R_{ts}(T)$  が  $R_{ts}(T) = R_{ts0} \cdot (1 + A_1 \cdot T + A_2 \cdot T^2)$  で表せるとき、

それぞれの温度係数  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $A_1$ 、 $A_2$  を  $A_1 = \alpha_1 - \beta_1$ 、 $A_2 = \alpha_2 - \beta_2 - \beta_1 \cdot (\alpha_1 - \beta_1)$  の両式がほぼ成り立つように構成したことを特徴とする請求項 1 乃至 11 のいずれか 1 つに記載の物理量検出装置。

【請求項 1 3】 前記第 1 の抵抗に流れる電流のほとんどが第 2 の抵抗に流れ込むように前記参照電圧を設定したことを特徴とする請求項 1 乃至 12 のいずれか 1 つに記載の物理量検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、物理量に応じた出力を発生させる物理量検出装置に関するもので、特に、車両搭載用の piezo 抵抗式の半導体圧力センサや半導体加速度センサ等に用いて好適である。

【0002】

【従来の技術】

従来の半導体圧力センサの回路として特許第 2976487 号公報に示すものがある。この公報に示される圧力センサの回路構成を図 5 に示す。この図に示される圧力センサは、4 個のオペアンプ OP11～OP14 を有した構成となっている。

## 【 0 0 0 3 】

オペアンプ OP 1 1 は圧力検出用歪ゲージのホイートストン・ブリッジに定電流を供給することによって、感度の温度特性を補償する働きがある。この公報においては、感度の温度特性補償のために歪ゲージ用の拡散抵抗  $R_{a'}$  ~  $R_{d'}$  の濃度を最適化している。オペアンプ OP 1 2 および出力が抵抗 R 1 6 につながるオペアンプ OP 1 3 の 2 個のオペアンプはボルテージ・フォロワとして使われており、ゲージ出力から直接電流が流れ出ることによる誤差を防ぐ働きを担っている。オペアンプ OP 1 4 は圧力信号の増幅および零点シフトの働きがある。このような回路においては、広い温度範囲でも高精度を実現できるという特徴をもつ。

## 【 0 0 0 4 】

しかし、コストダウンのために集積化した際の回路規模をより小さくしたいという要求がある。このような要求を考慮すると、IC チップ上で大きな面積を占めるオペアンプをより少なくする回路構成が有利といえる。

## 【 0 0 0 5 】

こうした要求に答えようとするものとして、特公平 3 - 6 7 2 1 1 号公報に示されるものがある。この公報に示される圧力センサの回路構成を図 6 に示す。

## 【 0 0 0 6 】

この図に示される圧力センサでは 2 個のオペアンプ OP 2 1、OP 2 2 を用いた構成により、図 5 に示した 4 個のオペアンプ OP 1 1 ~ OP 1 4 を用いた構成と同一の機能を得ようとしている。

## 【 0 0 0 7 】

しかしながら、例えば車両搭載用の圧力センサにおいては、5 V 単一電源で駆動され、0.5 ~ 4.5 V を出力範囲として、圧力上昇と共に出力電圧が増加するように出力させることが標準になっている現状から、以下の①、②に示すような不都合がある。

## 【 0 0 0 8 】

①図 6 に示す圧力センサにおいては、前段のオペアンプ OP 2 1 が基本的に差動増幅器の構成となっている。このため、オペアンプ OP 2 1 の出力は歪ゲージ

$R_{a'} \sim R_{d'}$  にかかる圧力が零（つまり歪ゲージ  $R_{a'} \sim R_{d'}$  の抵抗値変化  $\Delta R$  が零）のときには 0 V となり、圧力上昇とともに増加する構成となっている。

## 【 0 0 0 9 】

しかし、通常のオペアンプでは、電源の高電位 ( $V_{cc}$ ) 付近および低電位 (グランド) 付近はオペアンプ内の出力トランジスタの  $|V_{ce(sat)}| \approx 0.2 \text{ V}$  等で制限され、0 V 付近は出力できない。また、2 つの圧力の差圧を検出するような場合、マイナスの電圧を出力できないため、負圧に対する出力を発生させられない。

## 【 0 0 1 0 】

②出力範囲を 0.5 V からとしていることから零点をシフトさせる必要がある。このため、最終段のオペアンプ OP 2 2 は必然的に、反転増幅器を基本とする加算回路として使わざるを得ないが、このような構成では圧力上昇に伴って前段のオペアンプ OP 2 1 の出力が増加すると、最終段のオペアンプ OP 2 2 の出力が反転した形で現われ、圧力上昇に伴って減少するような出力になってしまう。

## 【 0 0 1 1 】

すなわち、圧力センサとして要求される特性が図 7 (a) に示されるものであるとしても、上記公報に示される圧力センサにおいては、図 7 (b) に示される特性しか実現できない。

## 【 0 0 1 2 】

一方、上記要求に答えようとするものとして、特開平 3 - 5 1 7 3 3 号公報に示されるものもある。この公報に示される圧力センサの回路構成を図 8 に示す。

## 【 0 0 1 3 】

この図に示される圧力センサにおいても、2 個のオペアンプ OP 3 1、OP 3 2 を用いた構成により、図 5 に示した 4 個のオペアンプを用いた構成と同一の機能を得ようとしている。

## 【 0 0 1 4 】

この回路では感度温度補償のためにフィードバック抵抗  $R_h$  に温度依存性を持たせており、さらにオフセット（零点ともいう。）およびオフセット温度特性の

調整も行える。しかし、単純にオフセットのみを調整する場合でも、フィードバック抵抗  $R_h$  に温度依存性があるので、これを相殺するために、抵抗  $R_i$ 、 $R_{27}$ 、 $R_{29}$  の合成抵抗および抵抗  $R_j$ 、 $R_{28}$ 、 $R_{30}$  の合成抵抗は抵抗  $R_h$ 、 $R_{26}$  の合成抵抗と抵抗温度係数 (TCR) を等しく調整する必要がある。

## 【 0 0 1 5 】

また、実際のオフセットおよびオフセット温度特性調整では  $R_{27}$ 、 $R_{29}$ 、 $R_{28}$ 、 $R_{30}$  を適切に調整することになるが、それらのどの抵抗をトリムしても、フィードバック抵抗  $R_h$  に温度依存性があるためにオフセット温度特性が変化してしまう。すなわち、この回路ではオフセットとオフセット温度特性は完全な独立調整ができないため、精度のよい調整が難しい。

## 【 0 0 1 6 】

さらに、もう一つ調整精度に関わる現象がある。2 段目のオペアンプ OP32 の非反転入力端子にブリッジの出力を接続しているため、この増幅されていない圧力信号を含む電位を基準に動作する。そのため、2 段目の回路でオフセットおよびオフセット温度特性の調整を行おうとして抵抗  $R_{27}$ 、 $R_{29}$ 、 $R_{28}$ 、 $R_{30}$  のいずれかを調整すると、わずかながら圧力信号成分に影響を与えてしまう。すなわち、感度の調整値に影響を与える。感度調整後にオフセットおよびオフセット温度特性の調整を行えば、感度の調整値がわずかながらずれて感度精度が劣化する。逆にブリッジのオフセットも含めて、先にオフセットおよびオフセット温度特性の調整をする場合、感度調整によってオフセットおよびオフセット温度特性の調整値がずれるという現象が起こる。

## 【 0 0 1 7 】

## 【発明が解決しようとする課題】

本発明は上記点に鑑みて、単一電源動作時でも圧力の零付近および負圧に対しても所望の正確な出力電圧を出力することを可能とし、かつ精度のよい調整が容易でありながら、少ないオペアンプ数で構成できる物理量検出装置の温度補償回路を得ることを目的とする。

## 【 0 0 1 8 】

## 【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、請求項 1 乃至 1 2 に記載の発明では、第 1 のオペアンプと、第 1 のオペアンプの反転入力端子と第 1 の基準電位点 ( $V_{cc}$ ) に接続される第 1 の抵抗 ( $R_a$ ) と、第 1 のオペアンプの反転入力端子と第 2 の基準電位点 (グランド) に接続される第 2 の抵抗 ( $R_b$ ) と、第 1 のオペアンプの反転入力端子と出力端子との間に配置されたフィードバック抵抗 ( $R_{ts}$ ) と、第 1 のオペアンプの非反転入力端子に入力される参照電圧 ( $V_{ref}$ ) を発生させる参照電圧発生部 ( $R_1$ 、 $R_2$ ) とを備え、第 1、第 2 の抵抗 ( $R_a$ 、 $R_b$ ) の少なくとも一方はセンシング素子として、第 1、第 2 の抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR$ ) とセンシング素子としての感度温度係数 ( $TCS$ ) との差と前記フィードバック抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR_{ts}$ ) とがほぼ同等としたことを特徴としている。

## 【0019】

このように、第 1 のオペアンプは参照電圧を基準とした電圧を出力することができるため、オペアンプが出力できない電圧レベル (例えば単一電源時には電源電圧およびグランド付近の電圧) を避けることが可能となる。

## 【0020】

また、第 1、第 2 の抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR$ ) とセンシング素子としての感度温度係数 ( $TCS$ ) との差とフィードバック抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR_{ts}$ ) とがほぼ同等となるようにすることで、第 1 のオペアンプのみでセンサの感度温度補償を完結することができる。すなわち、第 1 のオペアンプ出力を入力とする次段の回路ではオフセットおよびオフセット温度特性の調整のみを行えばよく、それらの調整と感度温度補償を独立させられるので、高精度の調整が容易となる。

## 【0021】

例えば、請求項 3 に示すように、第 1、第 2 の抵抗の不純物濃度が約  $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 、フィードバック抵抗の不純物濃度が約  $4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  とすれば、第 1、第 2 の抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR$ ) とピエゾ抵抗効果によるゲージ抵抗の感度温度係数 ( $TCS$ ) との差と、フィードバック抵抗の抵抗温度係数 ( $TCR_{ts}$ ) とがほぼ同等となる。

## 【 0 0 2 2 】

なお、第 1、第 2 の抵抗が共にセンシング素子として構成されていても良いが、請求項 4 に示すように、第 1、第 2 の抵抗のうちのいずれか一方が、物理量に応じて抵抗値を変化させるセンシング素子として構成され、他方が物理量に応じて抵抗値を変化させない抵抗として構成されていてもよい。

## 【 0 0 2 3 】

請求項 5 に記載の発明においては、参照電圧発生部は、第 1 の基準電位点と第 2 の基準電位点との間において直列接続された第 3、第 4 の抵抗 ( $R_1$ 、 $R_2$ ) で構成され、該第 3、第 4 の抵抗によって抵抗分割された電圧を参照電圧としており、第 3、第 4 の抵抗の抵抗温度係数がほぼ同等に構成されていることを特徴としている。

## 【 0 0 2 4 】

このように、第 3、第 4 の抵抗温度係数がほぼ同等に構成されていれば、参照電圧が温度変化に対して変化しないようにすることができる。

## 【 0 0 2 5 】

この場合、請求項 6 に示すように、第 3、第 4 の抵抗のいずれか一方をトリミング調整することにより、第 1 のオペアンプの出力におけるオフセットの調整が行える。

## 【 0 0 2 6 】

請求項 7 に記載の発明においては、フィードバック抵抗と並列に調整抵抗 ( $R_{ts'}$ ) が接続されていることを特徴としている。このような調整抵抗を設けることにより、ダイヤフラム厚が大幅に違うチップを製造する際等に発生する感度温度特性を調整抵抗のトリミング調整によって調整できる。

## 【 0 0 2 7 】

請求項 8 に記載の発明においては、第 1 のオペアンプの出力端子に接続された第 5 の抵抗 ( $R_3$ ) と、第 5 の抵抗を介して、第 1 のオペアンプの出力が反転入力端子に入力されると共に、参照電圧が非反転入力端子に入力されるように構成された第 2 のオペアンプ ( $OP_2$ ) と、第 2 のオペアンプの出力端子と反転入力端子との間に配置された第 6 の抵抗 ( $R_6$ ) と、を備えていることを特徴として

いる。

【 0 0 2 8 】

このような構成により、第 1 のオペアンプの出力は参照電圧を基準として物理量変化と共に減少させておき、第 2 のオペアンプによってさらに増幅すると共に反転させ、物理量変化に伴って出力電圧が上昇するような出力を発生させることができる。

【 0 0 2 9 】

この場合、請求項 9 に示すように、第 1 の基準電位点と第 2 のオペアンプの反転入力端子との間にオフセット調整用抵抗 (R 5) を備えることで、第 1 のオペアンプの出力に対してオフセット調整を行うことができる。

【 0 0 3 0 】

なお、オフセット調整用抵抗の抵抗値の調整によって、第 2 のオペアンプの出力電圧の零点シフトを行えるため、負圧に対する出力を得たい場合には、負圧を見込んだシフト量とすればよい。例えば、想定される負圧の最小値と第 2 のオペアンプの出力電圧の通常使用範囲の最小値 (例えば 0. 5 V) とが一致するようにオフセット調整用抵抗の抵抗値を設定すればよい。

【 0 0 3 1 】

請求項 1 0 に記載の発明においては、第 1 の基準電位点と第 2 のオペアンプの反転入力端子との間に第 7、第 8 の抵抗 (R 4 1、R t o 1) が備えられていると共に、第 2 のオペアンプの反転入力端子と第 2 の基準電位点との間に第 9、第 1 0 の抵抗 (R t o 2、R 4 2) が備えられており、第 8、第 9 の抵抗が抵抗温度特性を有した構成となっていることを特徴としている。

【 0 0 3 2 】

このような構成により、第 8、第 9 の抵抗温度特性に基づいて、第 2 のオペアンプの出力に対してオフセット温度特性の補償を行うことができる。

【 0 0 3 3 】

また、請求項 1 1 に示すように、第 7、1 0 の抵抗のいずれか一方をトリミング調整することで、第 7、第 8 の抵抗と第 9、第 1 0 の抵抗とのバランスを崩すなどの調整を行うことができるため、これによって第 2 のオペアンプの出力のオ

フセット温度特性の調整を行うことができる。すなわち、以上のようにオペアンプが2個でも、所望のセンサ用温度補償回路を実現できる。

## 【0034】

請求項13に記載の発明においては、第1の抵抗に流れる電流のほとんどが第2の抵抗に流れ込むように参照電圧を設定したことを特徴としている。このように設定すれば、第2のオペアンプに入力される参照電圧が第1のオペアンプに入力される参照電圧と共通化されていることから、第1のオペアンプの出力を第2のオペアンプで処理する際に好ましい。

## 【0035】

なお、上記各手段の括弧内の符号は、後述する実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示すものである。

## 【0036】

## 【発明の実施の形態】

## (第1実施形態)

本発明の一実施形態を適用した物理量センサとしての圧力センサの回路構成を図1に示す。以下、図1に基づいて圧力センサの構成について説明する。

## 【0037】

圧力センサには、歪ゲージを成すピエゾ抵抗効果を有する第1、第2の抵抗としての拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ 、感度の温度特性補償用回路1、オフセット及びオフセット温度特性補償用回路2が備えられている。拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ は直列接続されており、電源電圧 $V_{cc}$ （例えば5V電源からの電圧）が印加される第1の基準電位点と、この第1の基準電位点よりも低電位とされる第2の基準電位点（本実施形態ではグランド電位）との間に配置されている。これら拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の圧力変化に伴う抵抗値変化は、感度の温度特性補償用回路1やオフセット及びオフセット温度特性補償用回路2によって感度の温度特性やオフセット及びオフセット温度特性が補償されたのち、センサ出力として出力端子 $V_{out}$ から出力される。

## 【0038】

感度の温度特性補償用回路1は、オペアンプ（第1のオペアンプ）OP1と、

オペアンプOP1の反転入力端子と出力端子との間に備えられたフィードバック抵抗 $R_{ts}$ とを有した構成となっている。オペアンプOP1の反転入力端子には、拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の中間電圧 $V_1$ が入力され、非反転入力端子には、電源電圧 $V_{cc}$ を第3、第4の抵抗としての抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ によって抵抗分割した参照電圧 $V_{ref}$ が入力されるようになっている。参照電圧 $V_{ref}$ は電源電圧 $V_{cc}$ の半分( $V_{cc}/2$ )を想定しており、この参照電圧 $V_{ref}$ に対して中間電圧 $V_1$ が変動しないようにオペアンプOP1が制御している。このため、圧力変化に伴う電圧変化はオペアンプOP1の出力においてはじめて発生し、通常のブリッジ回路の2つの出力に相当するのは、オペアンプOP1の出力 $V_2$ と参照電圧 $V_{ref}$ である。なお、本発明は歪ゲージを成すブリッジが第1、第2の抵抗(拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ )からなるハーフブリッジ構造を用いることで成り立つものである。

## 【0039】

ここで、参照電圧 $V_{ref}$ を形成している抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ の役割について説明する。

## 【0040】

通常、歪ゲージでホイートストン・ブリッジを構成すると、4個の拡散抵抗の微妙なばらつきによってブリッジの零点がずれ、オフセットが生じる。このため、圧力感度調整の前にオフセット調整が必要だが、通常は図2に示すいずれかの回路構成によって行われる。

## 【0041】

すなわち、図2(a)に示すように拡散抵抗 $R_{a'}$ ～ $R_{d'}$ に直列に抵抗50、51を設けるか、図2(b)に示すように拡散抵抗 $R_{a'}$ ～ $R_{d'}$ に並列に抵抗52、53を設け、これらの抵抗をトリミング調整することによってブリッジにおけるオフセット調整を行う。

## 【0042】

しかし、調整用の抵抗50～53にはレーザトリミングが行えるCrSi等、抵抗温度係数TCRがほぼ零の薄膜抵抗が用いられるので、歪ゲージとの抵抗温度係数TCRの差によって温度が変わるとブリッジの零点がずれるという現象が

生じる。よって、オフセットの温度特性も別途調整する必要が生じる。

#### 【 0 0 4 3 】

上記現象は、抵抗温度係数 T C R の違う抵抗同士を直接接続することによって生じている。これに対し、本実施形態では、ゲージ抵抗部分における零点（すなわち歪ゲージに圧力が印加されていない時におけるオペアンプ O P 1 の出力電圧 V 2 と参照電圧 V r e f との差）の調整を抵抗 R 2 あるいは R 1 で行っており、さらに抵抗 R 1 と抵抗 R 2 とを同じ種類の抵抗としている。このため、抵抗温度係数 T C R が違う抵抗同士が直接接続されず、ゲージ抵抗部分における零点がずれないようにできると共に、参照電圧 V r e f が温度変化に対して変化しないようにできる。従って、オペアンプのオフセット電圧が十分小さく、その温度特性の影響が問題とならない場合には、室温等のある 1 点の温度において抵抗 R 2 あるいは R 1 により上記オフセットの調整を行えば、オフセット温度特性補償も兼ねることが可能となる。

#### 【 0 0 4 4 】

なお、実際にはオフセット及びオフセット温度特性は拡散抵抗の線幅ばらつき以外が原因となって生じる場合がある。例えば、図 9 に示すチップ構造の圧力センサがある。なお、図 9 ( a ) は圧力センサの斜視図、図 9 ( b ) は圧力センサの断面図を表している。この図に示されるようなチップ構造の場合、歪ゲージ R a 、 R b が形成されているダイアフラム 1 0 上での熱応力分布に起因する 경우가多く、台座 1 1 の線膨張係数や形状、さらにダイアフラム形状や歪ゲージ R a 、 R b の配置、パッシベーション等のチップ構造で決定されやすい。このため、本実施形態では、これらに起因するオフセット温度特性およびオペアンプのオフセット電圧によるオフセット温度特性の補償のために、後述する抵抗 R t o 1 、 R t o 2 、 R 4 1 、 R 4 2 が設けてある。

#### 【 0 0 4 5 】

このような構成においては、歪ゲージに圧力が印加されて拡散抵抗 R a 、 R b の抵抗値が変化すると、オペアンプ O P 1 の反転入力端子に入力される抵抗 R a と抵抗 R b の中間電圧 V 1 が参照電圧 V r e f と同等になるようにオペアンプ O P 1 が制御することから、抵抗 R a 、 R b の抵抗値変化に伴ってオペアンプ O P

1の反転入力端子側に流れ込む電流量が変化する。この電流はそのままフィードバック抵抗 $R_{ts}$ を介してオペアンプOP1の出力端子側に流れ込むため、歪ゲージへの印加圧力に応じてオペアンプOP1の出力電圧 $V_2$ が変化するという作動を行う。例えば、電源として5V電源を用いている場合、 $R_a = R_b = R_{ts}$ として、参照電圧 $V_{ref}$ を2.5Vとすると、オペアンプOP1の出力が2.5V-数十mVとなる。

【0046】

また、この回路においては、フィードバック抵抗 $R_{ts}$ を感温素子で構成している。そして、このフィードバック抵抗 $R_{ts}$ の抵抗温度係数 $TCR_{ts}$ を以下のように設定している。

【0047】

上述したように、参照電圧 $V_{ref}$ が $V_{cc}/2$ である場合、オペアンプOP1の出力電圧 $V_2$ は、数1のように示される。

【0048】

【数1】

$$V_2 = V_{ref} + R_{ts} \cdot \left\{ \frac{V_{ref} \cdot R_a - (V_{cc} - V_{ref}) \cdot R_b}{R_a \cdot R_b} \right\}$$

$$= \frac{V_{cc}}{2} \left\{ 1 + \frac{R_{ts} \cdot (R_a - R_b)}{R_a \cdot R_b} \right\}$$

【0049】

また、圧力印加時における抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の抵抗値を、それぞれ $R_a = R - \Delta R$ 、 $R_b = R + \Delta R$ であるとすると、出力電圧 $V_2$ は数2のように示される。

【0050】

【数2】

$$V_2 = \frac{V_{cc}}{2} - V_{cc} \cdot \frac{R_{ts}}{R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

【0051】

数2の第1項は $V_{ref} = V_{cc}/2$ となっており、第2項が圧力信号を含む項となっている。このため、 $V_2 - V_{ref}$ が圧力信号と見なせる。数2の第2

項をもとに、温度上昇と共にゲージ率 $\Delta R/R$ が低下することに基づき、出力電圧 $V_2$ に関して温度補償するための条件を出力電圧 $V_2$ の温度に対する偏微分を零とおくことによって求めると、フィードバック抵抗 $R_{ts}$ の抵抗温度係数 $TCR_{ts}$ について数3が成り立つ。

【0052】

【数3】

$$TCR_{ts} \doteq TCR - TCS$$

【0053】

ただし、 $TCR$ は拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の抵抗温度係数、 $TCS$ は拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の感度温度係数を示している。なお、フィードバック抵抗 $R_{ts}$ の抵抗温度係数 $TCR_{ts}$ 、拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の抵抗温度係数 $TCR$ 及び感度温度係数 $TCS$ とは、次の各数式を満たすものをいう。

【0054】

【数4】

$$TCR_{ts} = \frac{1}{R_{ts}} \times \frac{\partial R_{ts}}{\partial T}$$

【0055】

【数5】

$$TCR = \frac{1}{R} \times \frac{\partial R}{\partial T}$$

【0056】

【数6】

$$TCS = \frac{R}{\Delta R} \times \frac{\partial \left( \frac{\Delta R}{R} \right)}{\partial T}$$

【0057】

なお、数3の導出時には通常 $\Delta R/R = 0.002 \sim 0.02$ 程度であることから、 $(\Delta R/R)^2 \ll 1$ として、 $(\Delta R/R)^2$ を無視している。上述したことを換言すれば、フィードバック抵抗 $R_{ts}$ の抵抗温度係数 $TCR_{ts}$ が数3を満たす。

たせば、感度の温度特性を補償できることになる。

【 0 0 5 8 】

一方、オフセット及びオフセット温度特性補償回路 2 には、オペアンプ OP 2 と、オペアンプ OP 2 の反転入力端子と上記したオペアンプ OP 1 の出力端子との間に配置された第 5 の抵抗としての抵抗 R 3 と、オペアンプ OP 2 の反転入力端子と出力端子との間に備えられた第 6 の抵抗としてのフィードバック抵抗 R 6 とが備えられており、非反転入力端子には参照電圧  $V_{ref}$  が入力されている。

【 0 0 5 9 】

このため、抵抗 R 3 を介してオペアンプ OP 1 の出力が OP 2 の反転入力端子に入力され、オペアンプ OP 2 によって反転増幅されたのち、センサ出力として出力端子  $V_{out}$  から出力される。すなわち、上記数 2 から出力電圧  $V_2$  と参照電圧  $V_{ref}$  との差電圧が  $V_{cc} \cdot R_{ts} \cdot \Delta R / R^2$  で示されるとすると、この差電圧を  $(R_6 / R_3)$  倍に増幅して、出力端子  $V_{out}$  から出力するようになっている。後述する  $R_{41}$ 、 $R_{42}$ 、 $R_{t01}$ 、 $R_{t02}$ 、 $R_5$ 、 $R_{5'}$  が無い場合には、例えば、オペアンプ OP 1 の出力が  $2.5V$  - 数十  $mV$  であったとすると、出力端子  $V_{out}$  の電圧（以下、出力電圧という）は、 $2.5V + A \times$ （数十  $mV$ ）となる。なお、 $A$  はオペアンプ OP 2 のゲインを示している。従って、圧力上昇に伴って出力電圧が上昇する出力を得ることができる。

【 0 0 6 0 】

このように、オペアンプ OP 1 の出力は  $2.5V$  を基準に使用しており、 $0V$  付近を使用していないため、オペアンプ OP 1 に備えられている出力トランジスタの  $|V_{ce(sat)}| \cong 0.2V$  による制限を受けることなく、圧力が零の場合にも正確に出力電圧を発生させることができる。

【 0 0 6 1 】

ただし、圧力センサの通常使用範囲の電圧が例えば  $0.5 \sim 4.5V$  である場合には、出力電圧が  $0.5V$  から出力されるようにする必要がある。このような場合、電源とオペアンプ OP 2 の反転入力端子との間に抵抗  $R_5$  を備え、抵抗  $R_5$  を介してオペアンプ OP 2 のフィードバック抵抗である  $R_6$  に電流が流れ込む

ようにすることで、オペアンプOP2の出力をシフトさせて最終的なオフセット調整も行える。

## 【0062】

さらに、オフセット及びオフセット温度特性補償回路2には、第1の基準電位点 ( $V_{cc}$ ) とオペアンプOP2の反転入力端子との間に配置された第7、第8の抵抗としての抵抗R41と抵抗Rt o 1、及びオペアンプOP2の反転入力端子と第2の基準電位点 (グランド) との間に配置された第9、第10の抵抗としての抵抗Rt o 2とR42が備えられている。これらのうち、抵抗Rt o 1、Rt o 2は抵抗温度特性を有するものとして構成されている。

## 【0063】

これら各抵抗R41、R42、Rt o 1、Rt o 2はオフセット温度特性補償に用いられ、例えば抵抗R42をトリミング調整することで抵抗R41とのバランスを崩させ、オフセット温度特性を調整する。つまり、参照電圧Vrefが $V_{cc}/2$ となっているので、各抵抗がバランスしている際には抵抗R41及び抵抗Rt o 1に流れる電流は、抵抗R42及び抵抗Rt o 2にそのまま流れ込むため、これらの抵抗値のバランスを崩すことによって、その差分に相当する電流がオペアンプOP2のフィードバック抵抗R6に流れ込むことになる。このとき、抵抗Rt o 1、Rt o 2が抵抗温度特性を有しているため、オフセット温度特性の補償が可能となる。なお、抵抗R42のトリム量は電圧V5をモニターすることで知ることができる。

## 【0064】

以上説明したように、感度の温度特性補償回路1に備えられたオペアンプOP1に関して、参照電圧Vrefとして零V付近を用いず、例えば電源電圧 $V_{cc}$ の中間電圧を用いているため、印加圧力が零の場合にも正確に出力電圧を発生させることができる。

## 【0065】

また、オフセットおよびオフセット温度特性補償回路2においても、オペアンプOP2の非反転入力にはオペアンプOP1と同じ参照電圧 $V_{ref} = V_{cc}/2$ を入力する構成としている。

## 【0066】

また、第1の抵抗 $R_a$ 、第2の抵抗 $R$ として等しい傾きのものを用い、中間電圧 $V_1$ が $V_{cc}/2$ となっており、参照電圧 $V_{ref}$ も $V_{cc}/2$ となっているため、圧力が印加されないときには第1の抵抗 $R_a$ に流れる電流は第2の抵抗 $R_b$ にすべて流れることとなる。そして、オペアンプOP1としての参照電圧が共通であるため、圧力が印加されていないときに抵抗 $R_a$ に流れる電流がすべて抵抗 $R_b$ にようにすることで、オペアンプOP1の出力信号を処理するオペアンプOP2にとっては好ましい構成となる。すなわち、圧力が印加されていないときに抵抗 $R_a$ に流れる電流 $I_a$ と抵抗 $R_b$ に全て流れる電流 $I_b$ との差が大きい場合、オペアンプOP2の出力が飽和することがあり、回路上好ましくない。

## 【0067】

さらに、トリミング用抵抗として、感度調整用抵抗 $R_3$ 、オフセット調整用抵抗 $R_5$ 、オフセット温度特性調整用抵抗 $R_{41}$ 、 $R_{42}$ があるが、フィードバック抵抗 $R_6$ はトリミング用抵抗と同種の抵抗（例えば、 $CrSi$ 等のTCRがゼロに近い薄膜抵抗）とすることを想定している。

## 【0068】

感度調整用抵抗 $R_3$ とフィードバック抵抗 $R_6$ の組み合わせで考えると、抵抗温度係数TCRが等しいことでその比率において温度特性は相殺されるため、感度調整値に温度特性が発生しないというメリットがある。

## 【0069】

オフセット調整においても、参照電圧 $V_{ref}$ が圧力信号を含まず、温度依存性もないため、オフセット調整用抵抗 $R_5$ による調整は純粹にオフセットのみが調整可能である。オフセット温度特性調整では抵抗 $R_{41}$ および $R_{42}$ をトリミングすることになるが、この調整では、オフセット温度特性のみでなく、オフセットも変化する。このため、実際の調整ではオフセット温度特性調整後にオフセット調整を行うことにより、前の調整結果に影響を与えないという、いわゆる独立調整がオフセットとオフセット温度特性においても実現できる。

## 【0070】

上述のように、この回路構成では感度、オフセット温度特性、オフセットのそ

れぞれが独立調整可能であるため、調整しやすく精度の良い調整が実現できる。

【0071】

参考のため、出力電圧  $V_{out}$  についての関係式を示しておく。

【0072】

【数7】

$$V_{out} = V_{ref} + R6 \cdot \left( \frac{V_{ref}}{R_{to2} + R_{42}} - \frac{V_{cc} - V_{ref}}{R_{to1} + R_{41}} - \frac{V_{cc} - V_{ref}}{R5} - \frac{V2 - V_{ref}}{R3} \right)$$

【0073】

ここで、 $V_{ref} = V_{cc} / 2$ 、 $V2 - V_{ref} = -V_{cc} \cdot R_{ts} \cdot \Delta R / R^2$ を代入して、下式を得る。

【0074】

【数8】

$$V_{out} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left( 1 + \frac{R6}{R_{to2} + R_{42}} - \frac{R6}{R_{to1} + R_{41}} - \frac{R6}{R5} \right) + V_{cc} \cdot \frac{R6}{R3} \cdot \frac{R_{ts}}{R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

【0075】

上式において、圧力に依存するのは  $\Delta R$  のみであるため、第2項のみが圧力信号に関係しており、第1項はオフセットおよびオフセット温度特性に関係していることがわかる。このことから独立調整ができるようになっていることがわかる。

【0076】

なお、圧力センサを差圧検出に使用する場合には、想定される負圧の最小値とオペアンプOP2の出力電圧の通常使用範囲の最小値（例えば0.5V）とが一致するように抵抗R5の抵抗値を設定し、オペアンプOP2の出力をシフトさせるようにすればよい。このようにすれば、負圧に対する出力も発生させることができる。なお、オペアンプOP2から、正圧に対しては2.5Vから増加

する出力、負圧に対しては2.5Vから減少する出力を発生させるなど、参照電圧 $V_{ref}$ 付近以上を中心に出力させる場合には、抵抗 $R_5'$ を追加することで対応でき、場合によっては $R_5$ は削除できる。

【0077】

(第2実施形態)

本発明の第2実施形態について説明する。本実施形態では、第1実施形態に対してさらに感度温度特性の非直線性の改善を考慮した場合について説明する。なお、本実施形態における圧力センサの回路構成は、図1と同様であるため、図1を参照する。

【0078】

感度温度特性の非直線性とは、例えば室温と高温で感度の補正を行うと氷点下などの低温で感度誤差が増大するという現象をいう。ボロン（ホウ素；B）によって構成したP型の拡散抵抗（ピエゾ抵抗素子）における非直線性を含む抵抗温度特性、及びピエゾ抵抗効果の温度特性について、以下のように表現できることが発表されている（『第5回「センサの基礎と応用」シンポジウム 講演予稿集』（開催地：日本、主催：電気学会、1985年5月30～31日）の「シリコン圧力センサの温度特性の非直線性」参照）。

【0079】

$$\text{【数9】 } R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2)$$

【0080】

$$\text{【数10】 } S(T) = S_0 \cdot (1 + \beta_1 \cdot T + \beta_2 \cdot T^2)$$

ここで、 $R(T)$ は拡散抵抗の抵抗値を示し、 $S(T)$ はピエゾ抵抗効果の感度を示している。また、 $T$ は基準温度（図3においては室温25℃）との温度差を示しており、 $R_0$ および $S_0$ はそれぞれ基準温度における抵抗値及び感度を示している。 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ は温度係数である。また、 $S(T)$ 、 $S_0$ は前出の $\Delta R/R$ に置き換えて考えることができる。

【0081】

これら数9、数10に示される各温度係数は、拡散抵抗の不純物濃度に依存し、実測値をグラフ化すると、図3のように示されることが分かっている。

## 【0082】

このデータに基づいて、図3の近似曲線をそれぞれ  $y = C_0 + C_1 \cdot (\log x) + C_2 \cdot (\log x)^2 + C_3 \cdot (\log x)^3$  (ここで  $C_i$  は係数)、のように数式化した上で、図1に示す回路構成で感度温度特性における非直線性を最小にする条件をシミュレーションで求めたところ、図4に示される結果が得られた。このシミュレーション結果では、拡散抵抗  $R_a$ 、 $R_b$  の濃度が約  $1.2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 、フィードバック抵抗  $R_{ts}$  の濃度が約  $3.6 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  となるときに、非直線性が最小となった。

## 【0083】

このため、本実施形態では拡散抵抗  $R_a$ 、 $R_b$  とフィードバック抵抗  $R_{ts}$  の不純物濃度が異なるようにし、拡散抵抗  $R_a$ 、 $R_b$  やフィードバック抵抗  $R_{ts}$  の不純物濃度が上記最適値となるようにしている。このようにした場合、 $-30^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$  の広い温度範囲においても、感度の誤差が  $\pm 0.1\%$  以下と計算される。

## 【0084】

この最適条件を別の方法で求めてみる。感度温度特性補償回路1の出力  $V_2$  を数2、数7、数8をもとに表すと下式のようにになる。

## 【0085】

【数11】

$$V_2 = V_{cc} \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \frac{R_{ts0} \cdot (1 + A_1 \cdot T + A_2 \cdot T^2)}{R_0 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2)} \cdot S_0 \cdot (1 + \beta_1 \cdot T + \beta_2 \cdot T^2) \right\}$$

## 【0086】

ここでは  $R_{ts0}$  の温度係数は  $A_1$ 、 $A_2$  として、 $R_a$ 、 $R_b$  の係数  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  と区別した。上式をさらに基準温度との温度差  $T$  で偏微分し、小さい桁の項を無視すると、最終的に次式を得る。

## 【0087】

【数12】

$$\frac{\partial V_2}{\partial T} \approx \frac{R_{ts0}}{R_0} \cdot S_0 \cdot \frac{(A_1 + \beta_1 - \alpha_1) + 2 \cdot (A_1 \cdot \beta_1 + A_2 + \beta_2 - \alpha_2) \cdot T}{(1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_2 \cdot T^2)^2}$$

【0088】

感度の温度補償ができる条件は上式がゼロのときであるから、下式を得る。

【0089】

$$【数13】 \quad A1 = \alpha 1 - \beta 1$$

【0090】

$$【数14】 \quad A2 = \alpha 2 - \beta 2 - \beta 1 \cdot (\alpha 1 - \beta 1)$$

上式は連立方程式であり、それぞれ左辺は $R_{ts}$ の温度係数、右辺は $R_a$ 、 $R_b$ の温度係数で表されている。図10、図11にそれぞれの関係を表すグラフを示す。図10は数9の左辺 $A1$ のグラフと右辺の条件のグラフを示し、図11は数10の左辺 $A2$ のグラフと右辺の条件のグラフを示している。それぞれのグラフは図3の各グラフの近似曲線をもとに求めている。

【0091】

図10、図11で数9、数10が成り立つ不純物濃度を探することができる。あくまで数9、数10が同時に成り立つ必要があるので、結果として不純物濃度の組合せは1つに限られ、拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の濃度は約 $1.5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 、フィードバック抵抗 $R_{ts}$ の濃度は約 $3.6 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ で成り立つことがわかる。すなわち、 $10^{16} \text{ cm}^{-3}$ から $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ の範囲では、この組合せのみが最適条件となる。ただし、感度の温度特性は不純物濃度のみでなく、チップのパッシベーションや台座からの熱応力による影響を受けてズレてしまうことがあるため、実際に上記条件を適用するに当たっては上記濃度の前後の条件も実験して、製品構造ごとに微調整して最適化することが望ましい。

【0092】

上記不純物濃度の条件は先のシミュレーション結果ともほぼ一致している。なお、数13はほぼ先の数3に相当している。

【0093】

ちなみに、特公平3-67211号公報の例では、拡散抵抗 $R_a \sim R_d$ の濃度が $1.5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 、フィードバック抵抗の濃度は $1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ であり、 $-30 \sim 110^\circ\text{C}$ で $0.05\%/^\circ\text{C}$ （すなわち、感度の誤差は7%（上記従来公報値より換算））となっている。しかし、車載用圧力センサに要求される

使用温度範囲は近年広がってきており、かつ精度もその他の誤差を含めて $\pm 1 \sim 2\%$ 程度以下となることが求められることから、高精度化の観点からみて好ましくない。

## 【0094】

また、特開平4-25767号公報に示す4個のオペアンプで構成した例では、拡散抵抗の不純物濃度を約 $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ にしている。これを図3のグラフで確かめると1次係数の和が零( $\alpha_1 + \beta_1 = 1.8 \times 10^{-3} + (-1.8 \times 10^{-3}) = 0$ )となる条件を満たしていることが分かる。これは、感度は温度上昇で低下する( $\beta_1 < 0$ )が、抵抗値が上昇する( $\alpha_1 > 0$ )ので定電流を流せば実質的には印加電圧が上昇し、 $\alpha_1 = -\beta_1$ ならば温度補償できるということを示しているといえる。

## 【0095】

しかしながら、その反面、2次係数の和が零とならないため( $\alpha_2 + \beta_2 \neq 0$ )、この方式では原理的に感度温度特性に非直線性が存在することになる。この場合、 $-30^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$ で、感度の誤差が約0.5%程度になる。

## 【0096】

また、図3より、1次係数の和( $\alpha_1 + \beta_1$ )に関しては拡散抵抗の濃度が $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 付近でもほぼ零となるが、2次係数の和( $\alpha_2 + \beta_2$ )に関しては拡散抵抗の濃度が $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ の場合よりも大きくなることが分かる。

## 【0097】

このように、従来の方式では感度温度特性の非直線性までは合せ込みが不可能であったが、本実施形態のように、2種類の不純物濃度の抵抗(フィードバック抵抗 $R_{ts}$ 及び拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ )を用いることで、非直線性も含めて感度温度特性をほぼ零にすることが可能である。

## 【0098】

なお、上記第1実施形態においては、フィードバック抵抗として抵抗 $R_{ts}$ についてしか述べていないが、図1の破線で示したように、抵抗 $R_{ts}$ に対して調整抵抗 $R_{ts}'$ を並列接続し、それらの合成抵抗を変化させて感度温度特性を調整することも可能である。すなわち、熱応力等の影響で実際の製造においてダイ

アフラム厚が大幅に違うチップを製造すると感度温度特性が微妙にずれる場合があるため、フィードバック抵抗  $R_{ts}$  の不純物濃度はそのままの状態にしておき、 $CrSi$  薄膜抵抗等で構成した抵抗を調整することで感度温度特性を微調整することができる。

## 【0099】

また、抵抗  $R_{t01}$ 、 $R_{t02}$  を拡散抵抗で形成する場合、数9及び図3 (a)、(b) が適用できることは言うまでもない。

## 【0100】

(他の実施形態)

上記実施形態では、拡散抵抗  $R_a$ 、 $R_b$  が共に歪ゲージで構成される例を示したが、拡散抵抗  $R_a$  のみが歪ゲージで構成され、拡散抵抗  $R_b$  が拡散抵抗  $R_a$  と同様の抵抗温度係数  $TCR$  を有する歪ゲージではない抵抗で構成されるようにするようにしてもよい。すなわち、例えば拡散抵抗  $R_a$  のみがダイヤフラム部に形成され、拡散抵抗  $R_b$  がダイヤフラム部以外に形成されるようにしてもよい。

## 【0101】

また、数3、数13、数14を含め、第1、第2実施形態の考え方及び数9と図3 (a)、(b) のデータは、piezo抵抗効果を利用した力学量検出装置のみでなく、その他の抵抗変化による物理量検出装置にも適用可能である。

## 【0102】

最後に、実装上および回路設計上の留意点について述べておく。本発明は温度補償回路についての発明であることから、温度の均一性について留意する必要がある。

## 【0103】

感度温度補償については、センシング素子の感度温度補償をフィードバック抵抗で行っており、同一温度であることを前提としているため、この2種類の抵抗の温度をできるだけ近づけることが必要であり、具体的には半導体センサならば同一チップ内に近接して形成することが望ましい。また、piezo抵抗効果を利用したセンサではフィードバック抵抗は応力の影響を受けないことを想定しているので、圧力など検出対象となる物理量による応力がほとんどない領域に置くか、

さらに抵抗の長手方向（電流方向）をピエゾ抵抗効果の発生しない（100）方向に向けて形成することが望ましい。

【0104】

また、オフセット温度補償については $R_{t o 1}$ 、 $R_{t o 2}$ の温度特性を利用するが、オフセット温度特性の誤差原因は拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ のバラツキ、およびオペアンプOP1、OP2のオフセット電圧によっているため、 $R_{t o 1}$ 、 $R_{t o 2}$ および $R_a$ 、 $R_b$ 、OP1、OP2は同一チップ内にあることが望ましい。

【0105】

すなわち、回路全体を1チップ内に収めることが最も望ましい。こうすることで温度の均一性が得られ、特に過渡的な温度変化に対する精度が向上できる。

【0106】

また、数2からわかるように感度の温度特性補償回路1のフィードバック抵抗 $R_{t s}$ とセンシング素子の抵抗 $R$ との比率 $R_{t s} / R$ に比例して大きな信号が得られる。こうすることで、2段目のオフセットおよびオフセット温度特性補償回路2での増幅度を抑えることができ、出力 $V_{o u t}$ におけるオペアンプのオフセット電圧の影響を低減できるメリットがある。しかし、第2実施形態において前記フィードバック抵抗を約 $3.6 \times 10^{-17} \text{ cm}^{-3}$ 程度の低濃度にした場合、電圧 $V_2$ において大きな信号を得るとアイソレーション用の逆バイアスによるフィードバック抵抗内の空乏層幅が大きく変化して、信号に対する非直線性を生じる可能性があるので注意を要する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1実施形態における圧力センサの回路構成を示す図である。

【図2】

ブリッジのオフセット調整を行う回路構成例を示す図である。

【図3】

温度係数 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ と不純物濃度との関係を示す図である。

【図4】

(a) は拡散抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の不純物濃度の対する温度と感度誤差の関係を示

す図であり、(b) はフィードバック抵抗  $R_{ts}$  の不純物濃度に対する温度と感度誤差の関係を示す図である。

【図 5】

従来公報に示される圧力センサの回路構成を示す図である。

【図 6】

従来公報に示される圧力センサの回路構成を示す図である。

【図 7】

(a) は要望される圧力と出力電圧との関係を示す図であり、(b) は図 6 に示す圧力センサの圧力と出力電圧との関係を示す図である。

【図 8】

従来公報に示される圧力センサの回路構成を示す図である。

【図 9】

圧力センサの具体的な構成を示した図である。

【図 10】

数 9 の左辺と右辺の条件を示す図である。

【図 11】

数 1.0 の左辺と右辺の条件を示す図である。

【符号の説明】

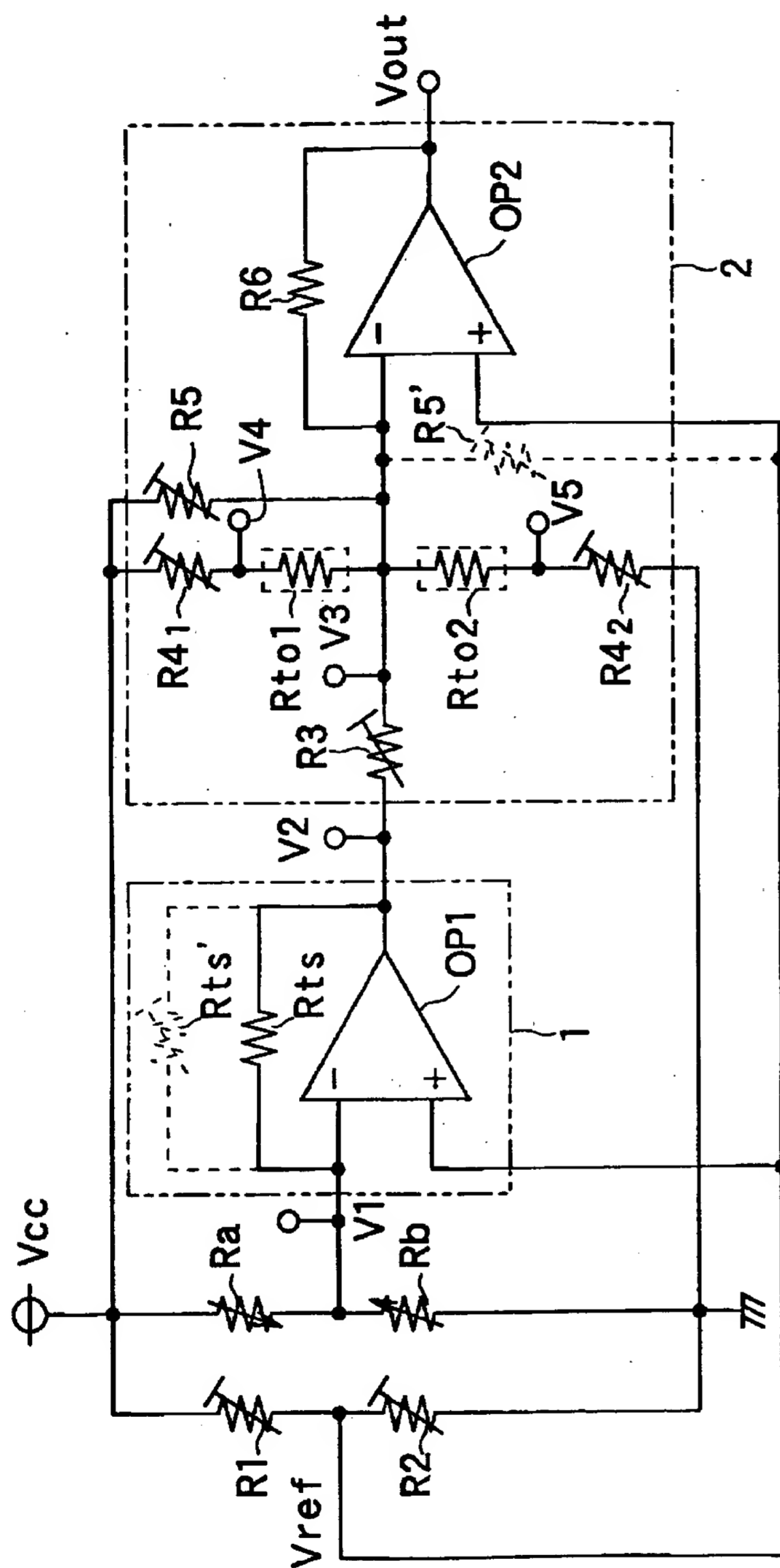
OP 1、OP 2…オペアンプ、 $R_{ts}$ …フィードバック抵抗、

$R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $R_{41}$ 、 $R_{42}$ …抵抗、

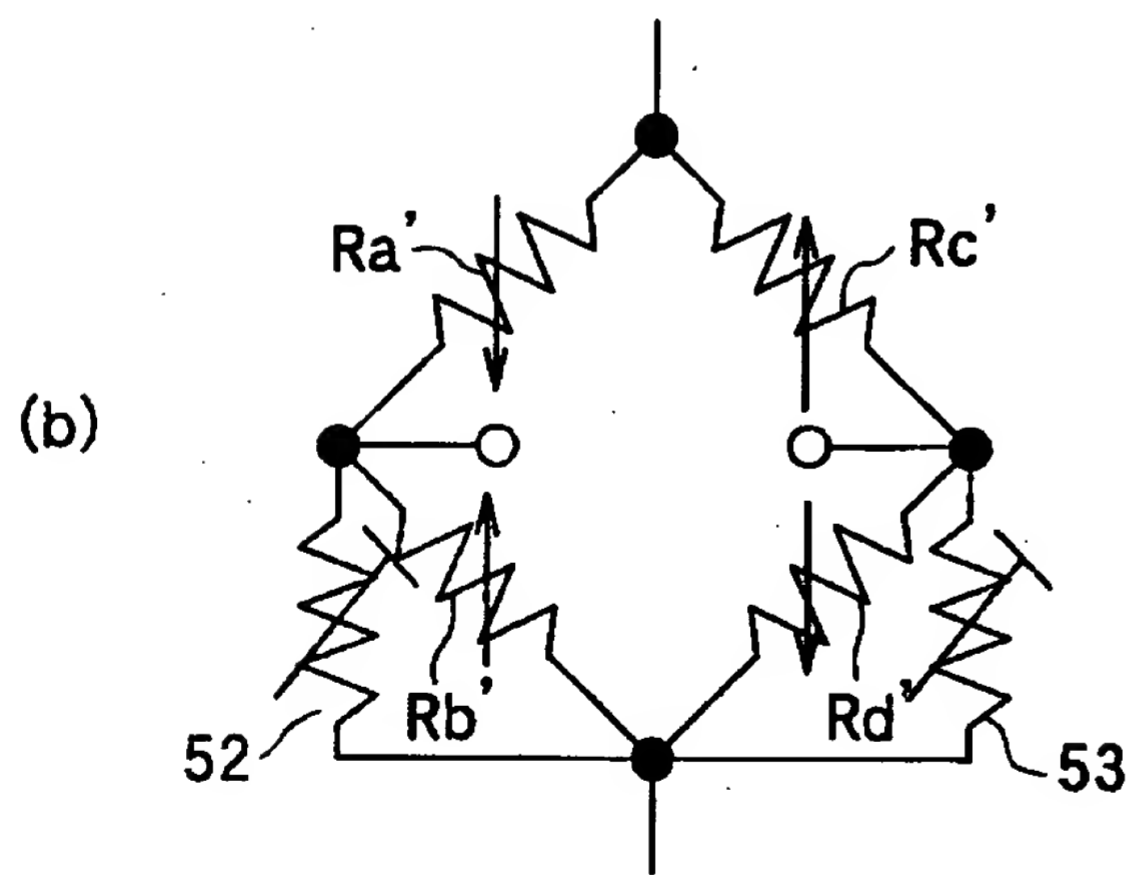
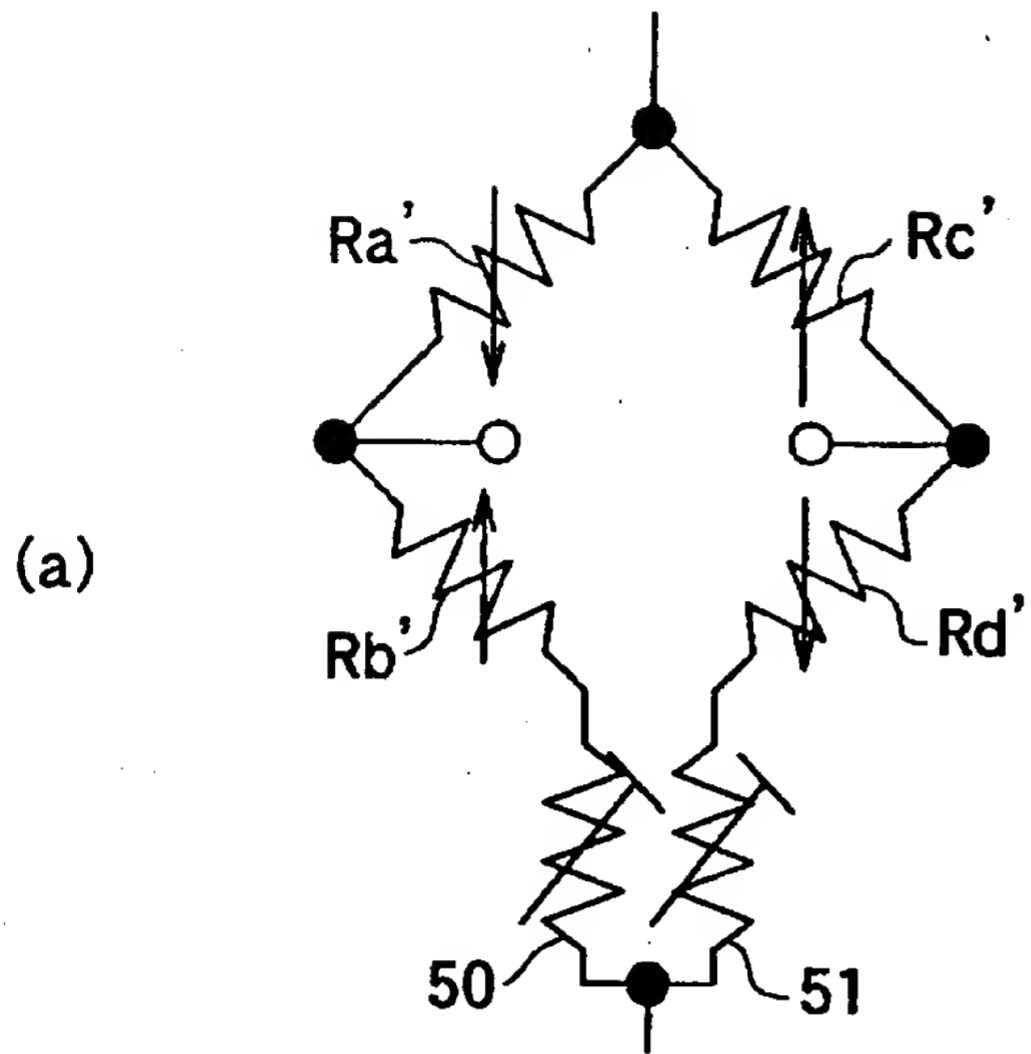
$R_a$ 、 $R_b$ …拡散抵抗、 $R_{to1}$ 、 $R_{to2}$ …温度特性を有する抵抗。

【書類名】 図面

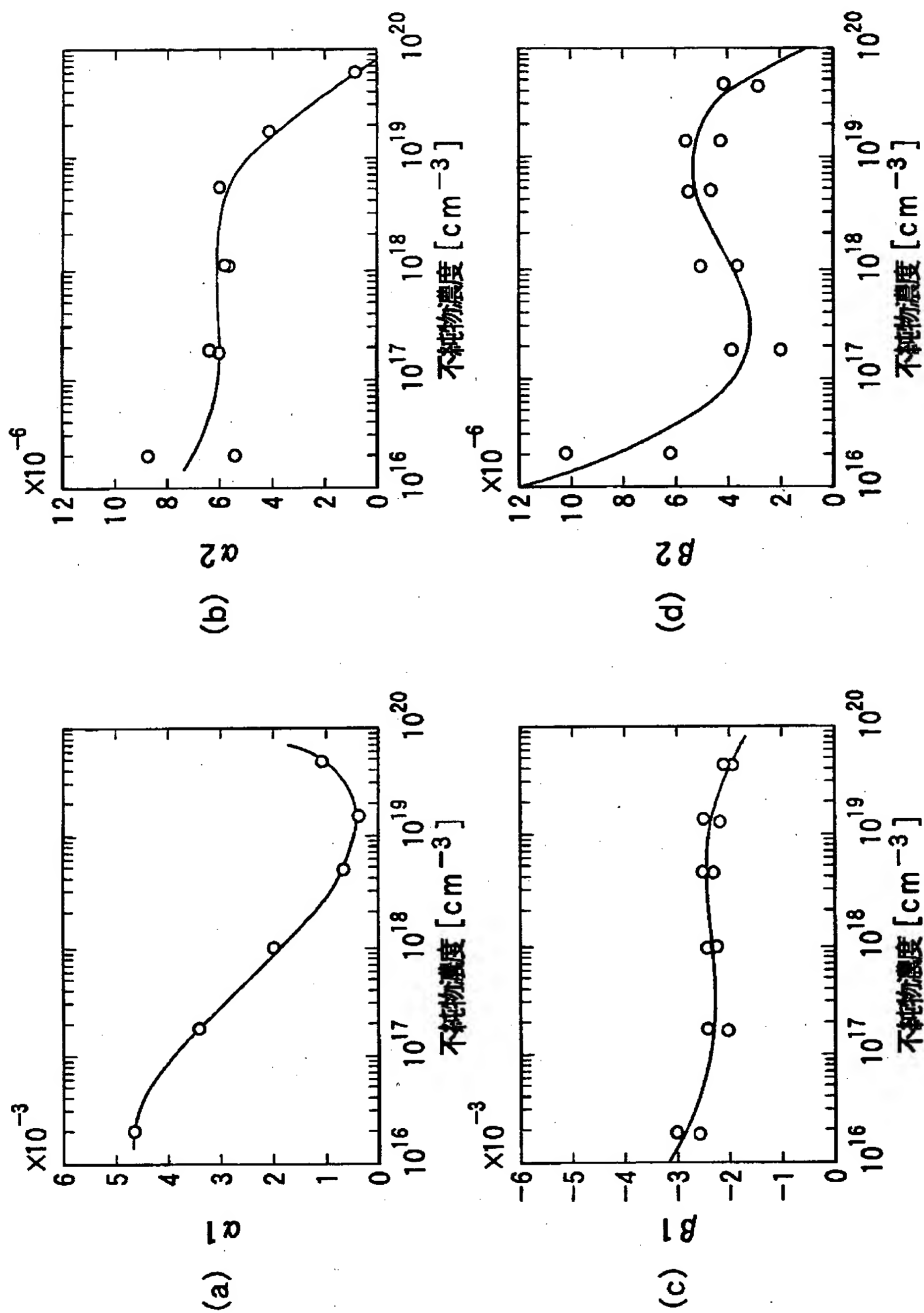
【図 1】



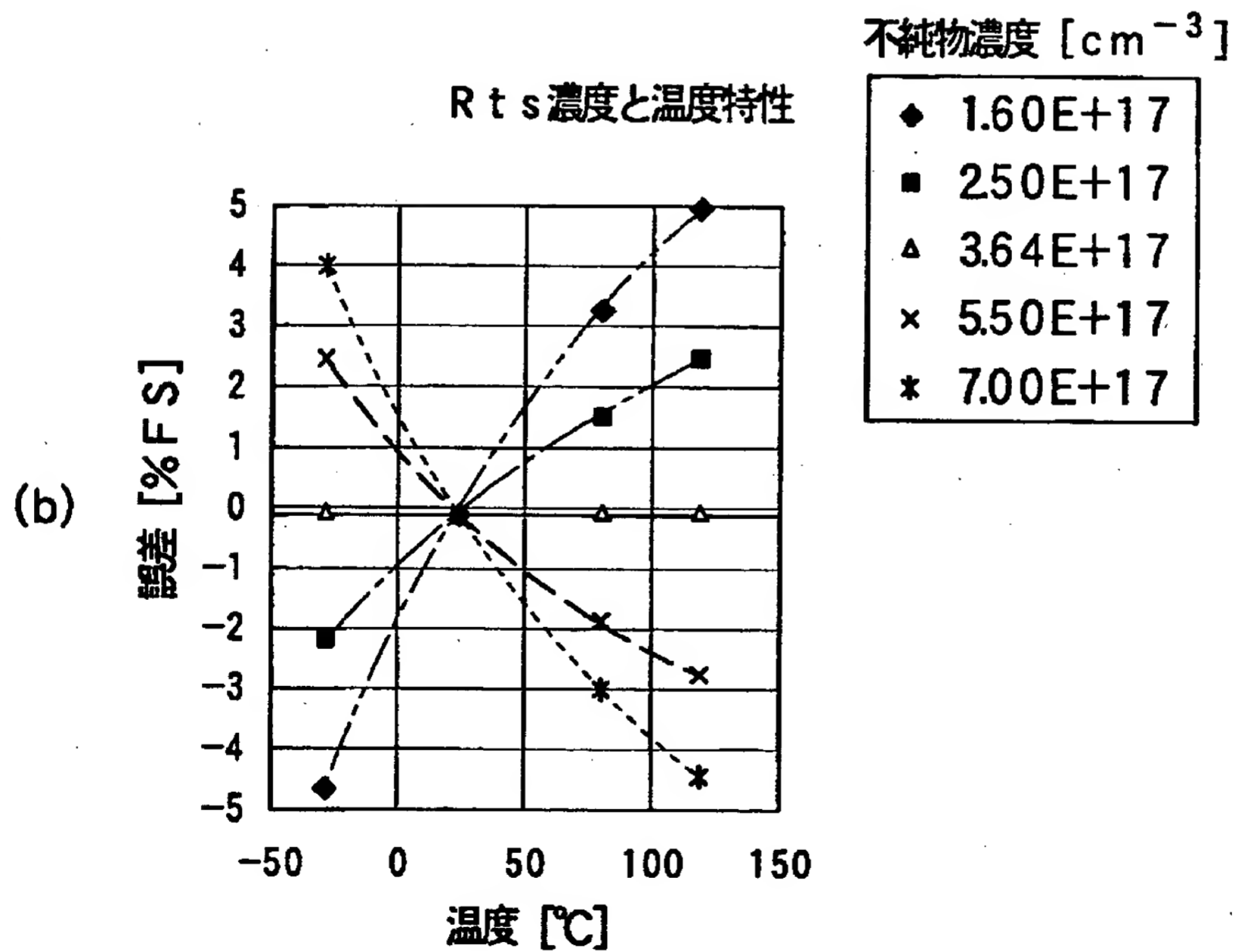
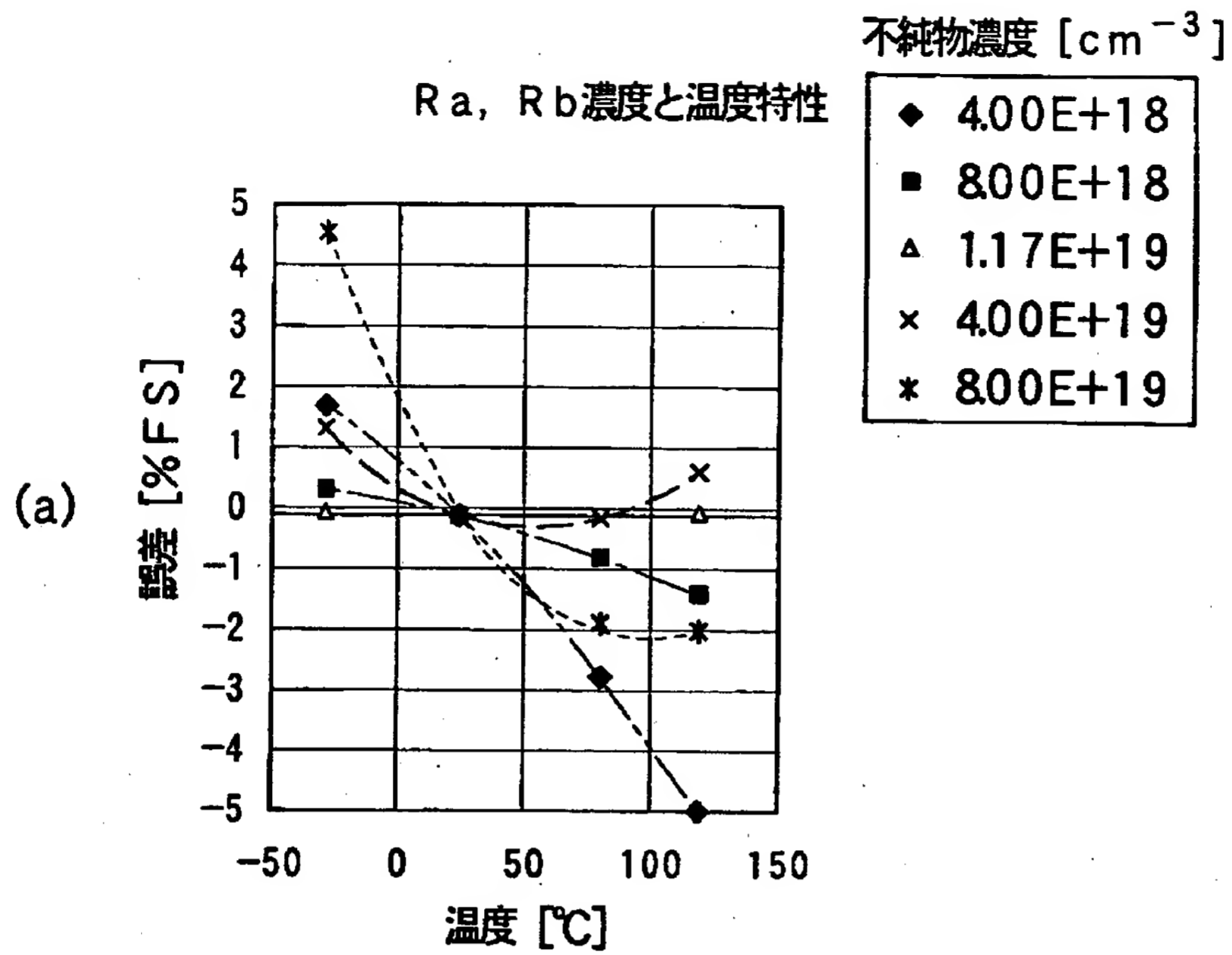
【図 2】



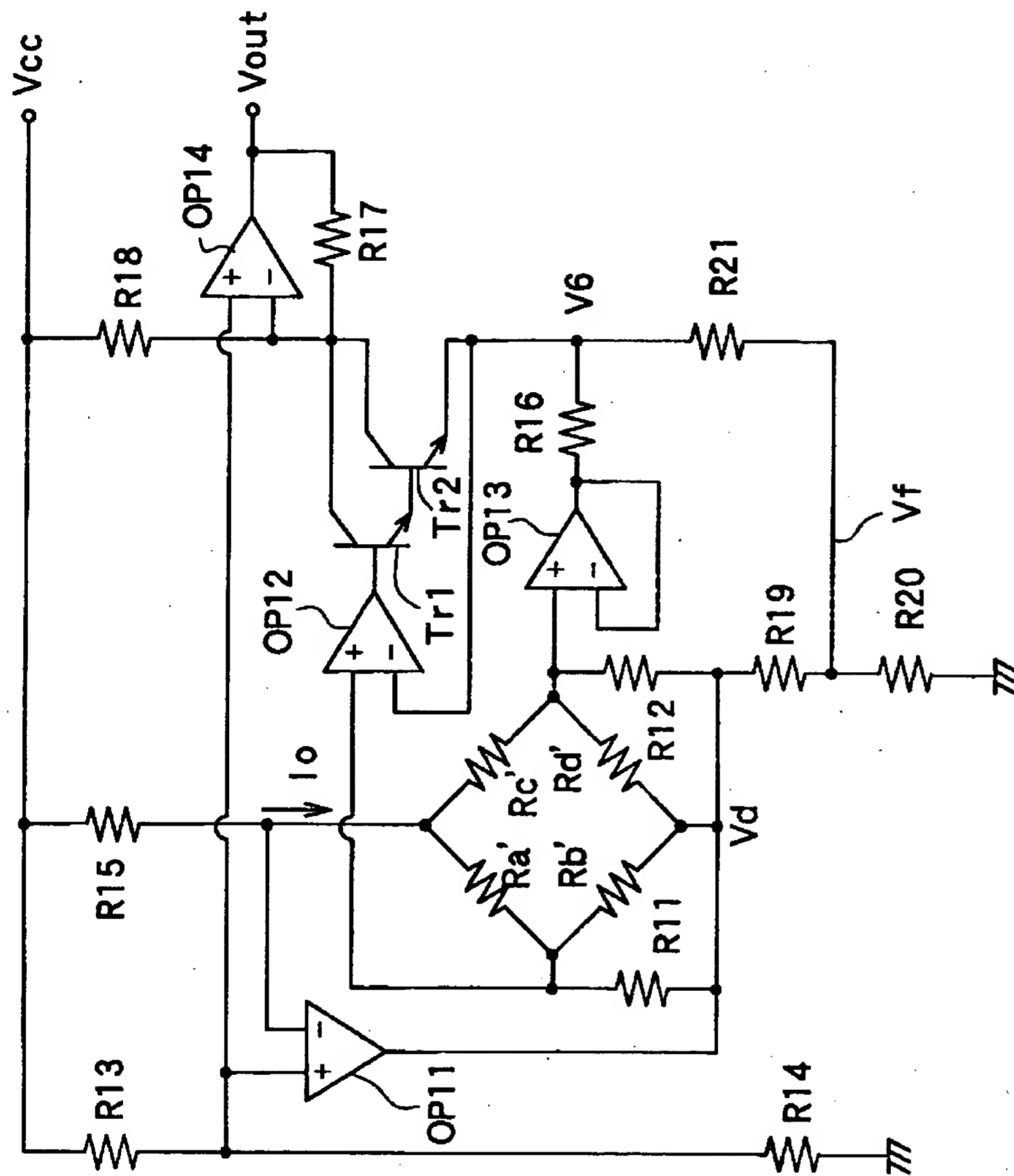
【図3】



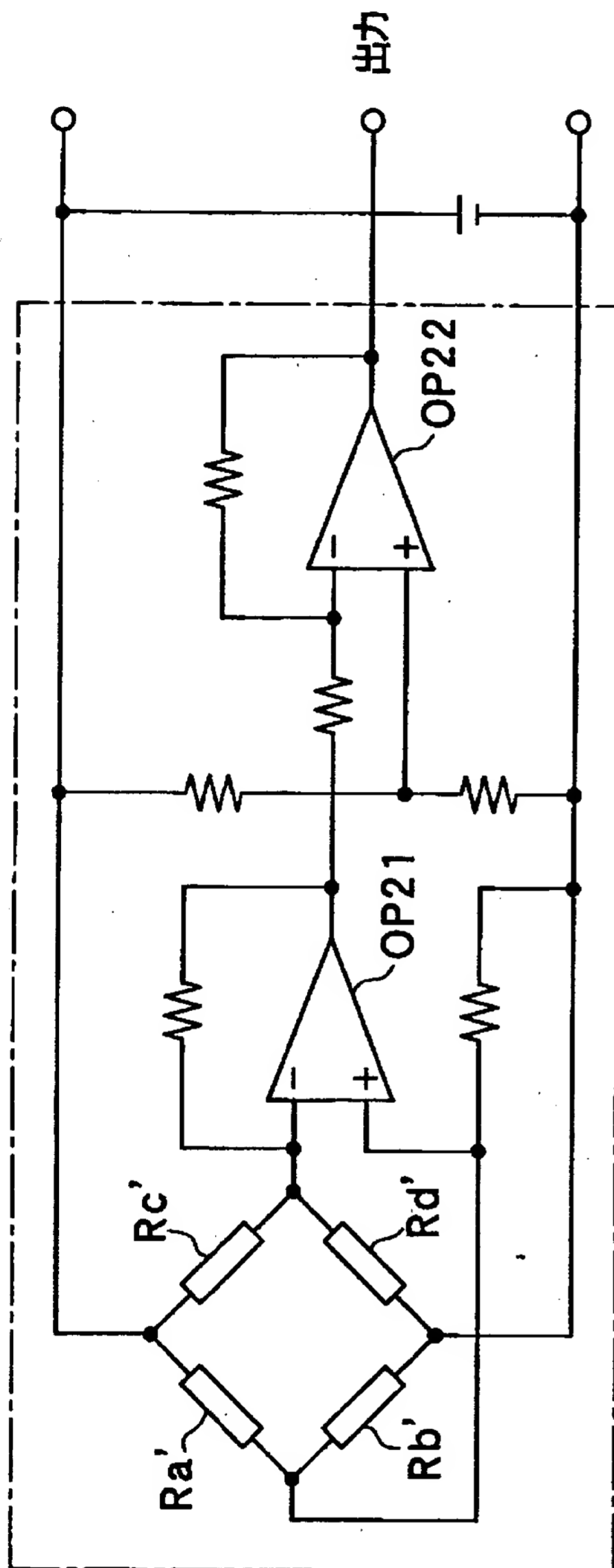
【図 4】



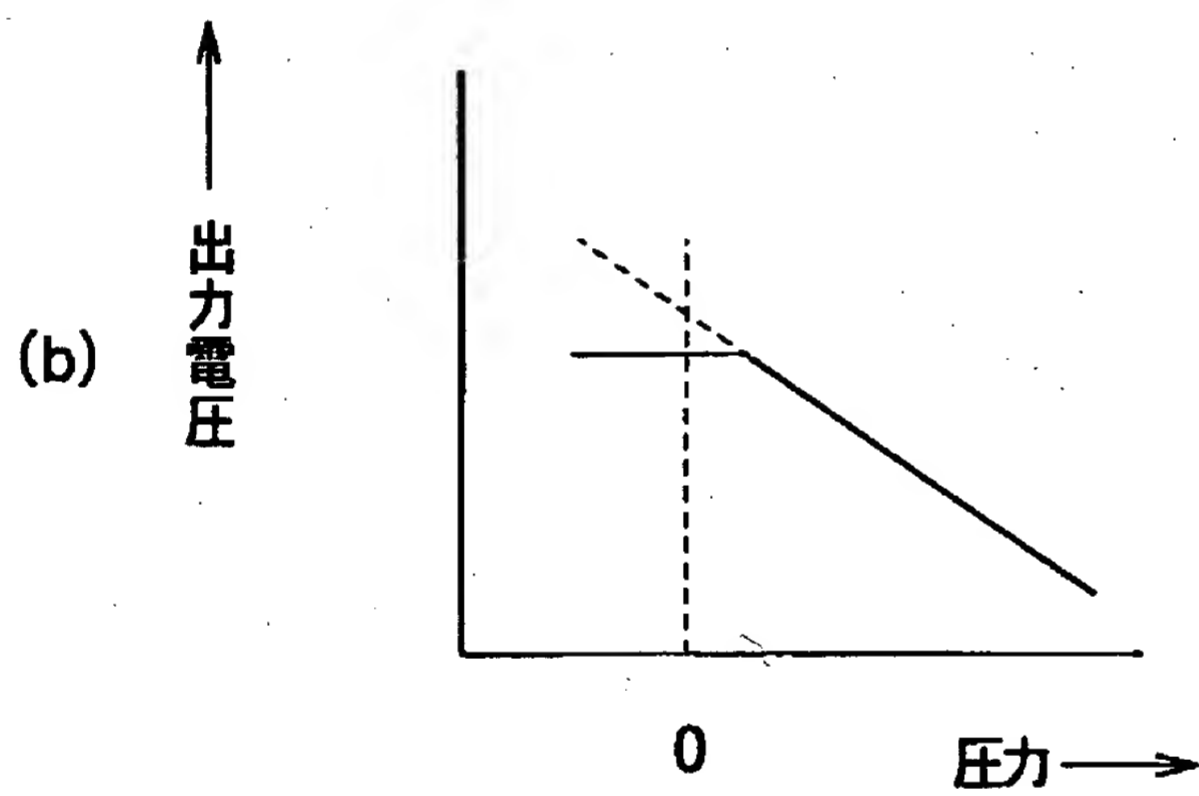
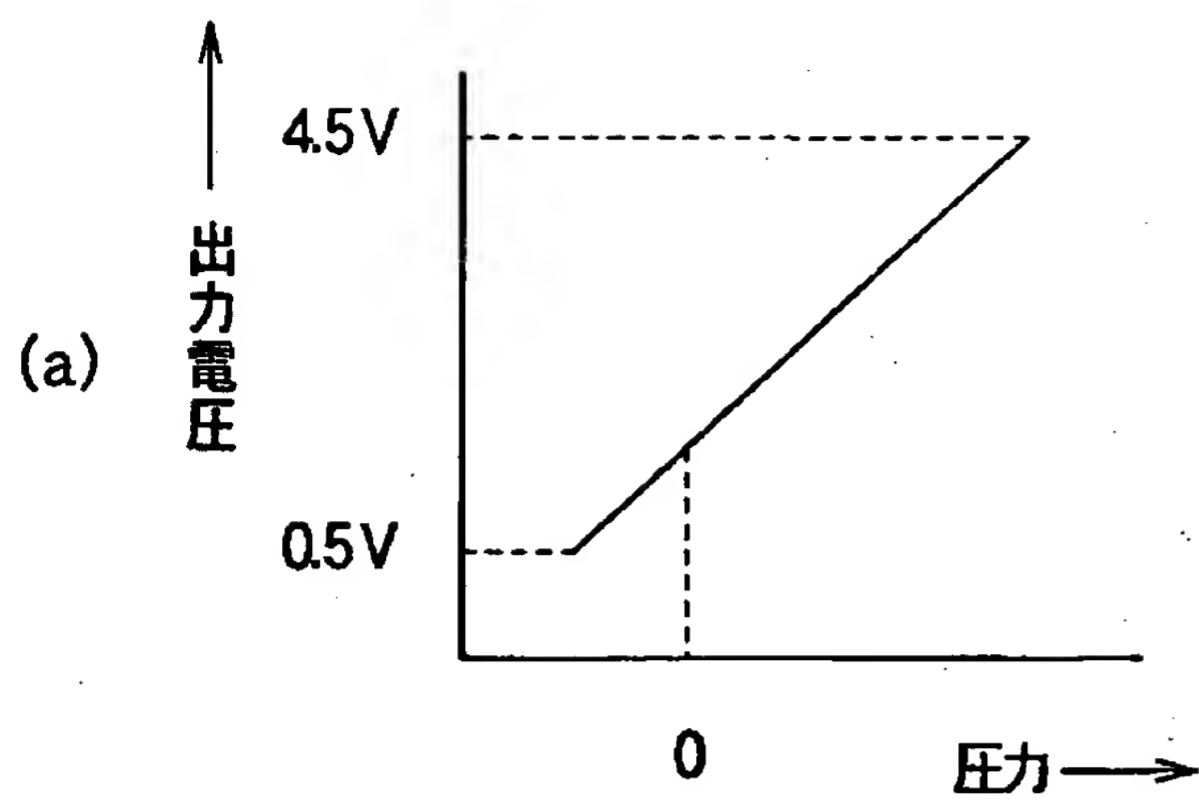
【図 5】



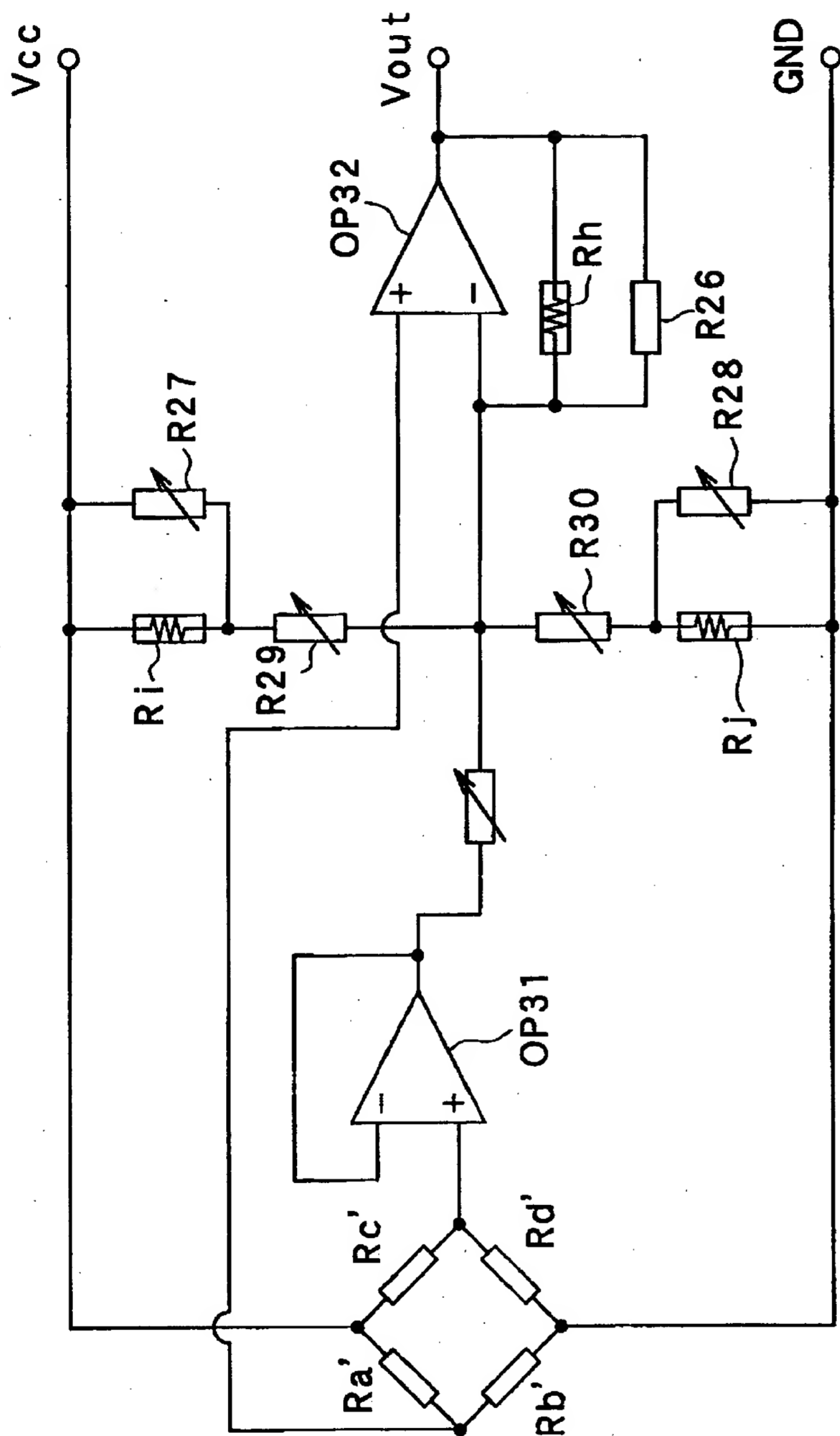
【図 6】



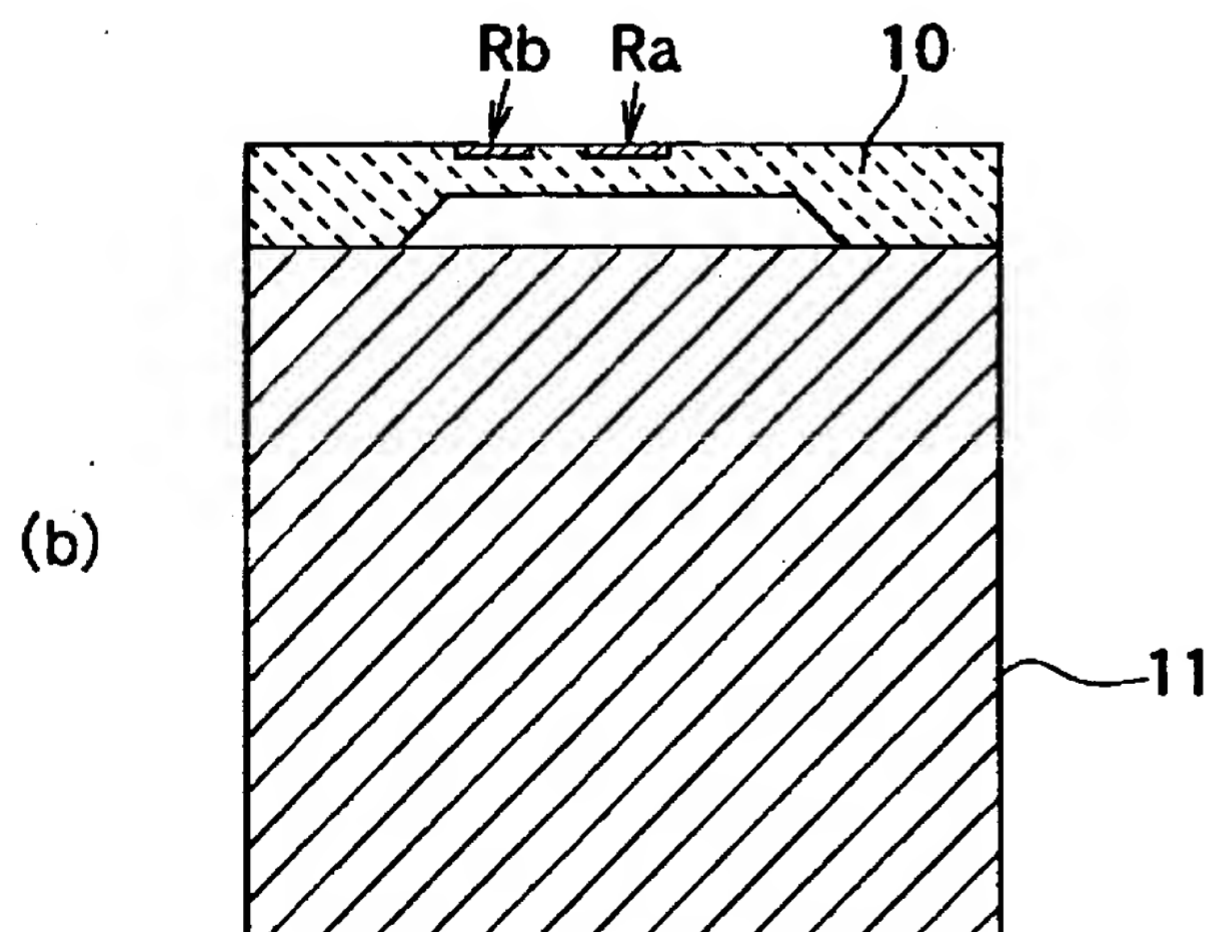
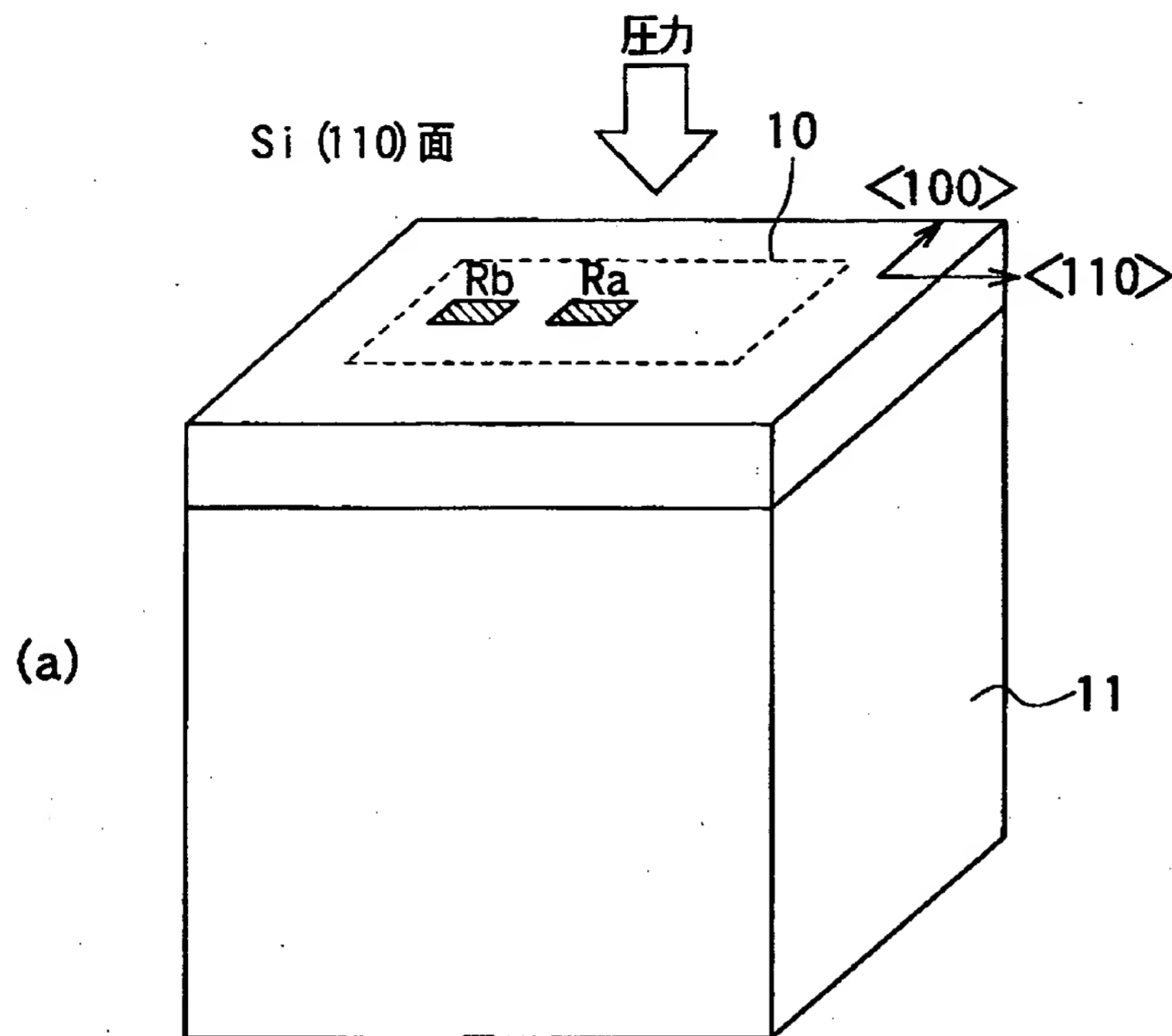
【図 7】



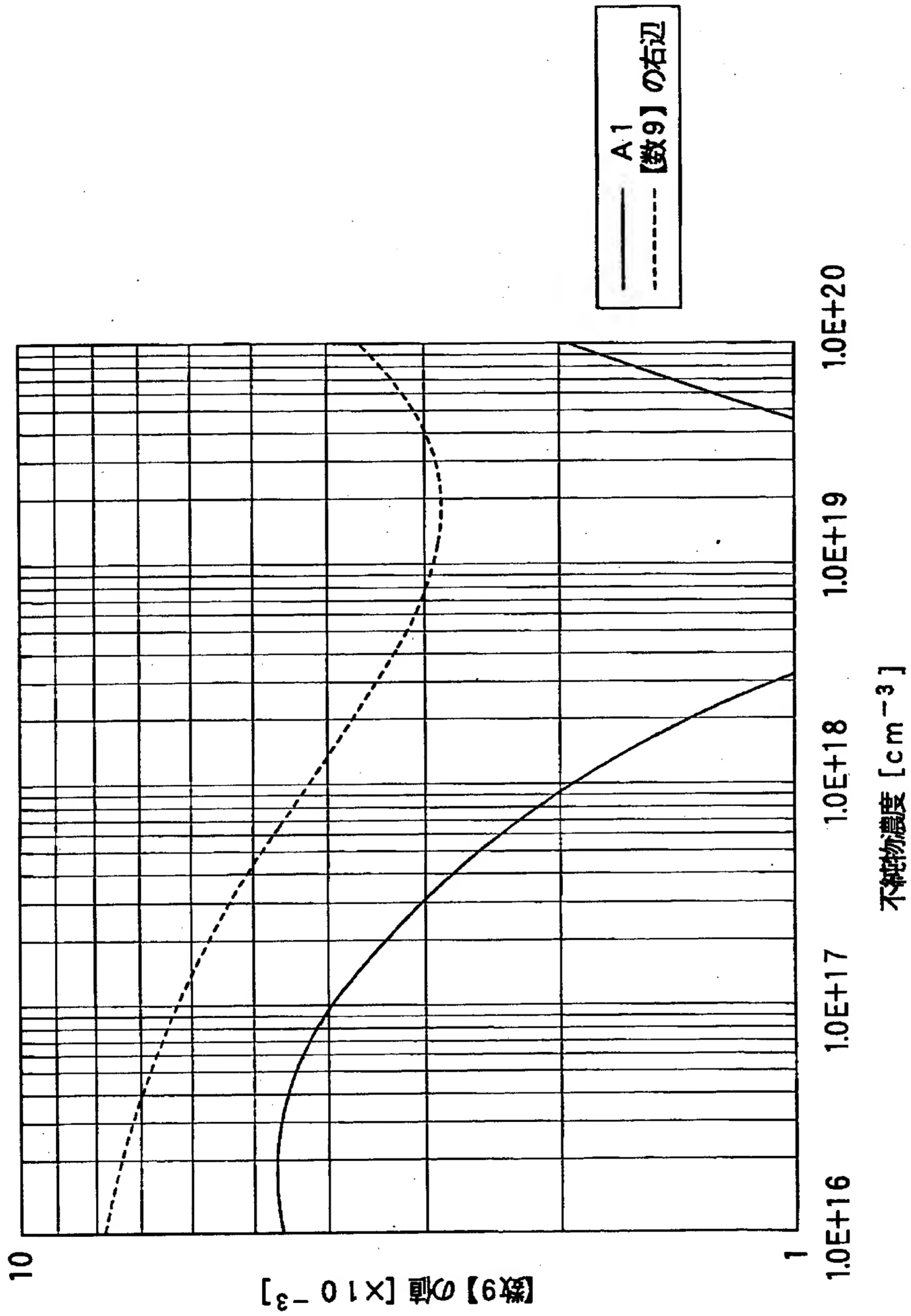
【図 8】



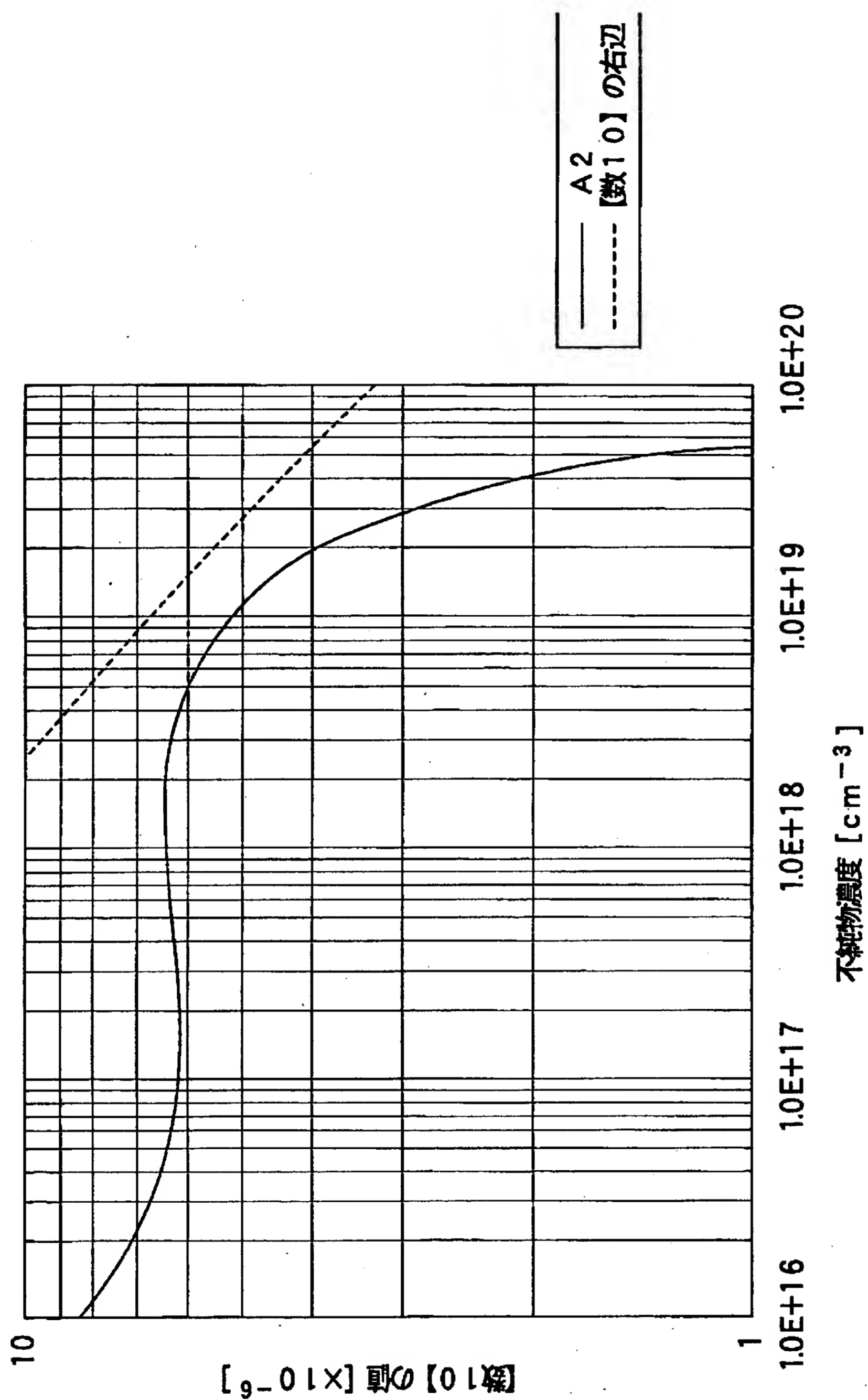
【図 9】



【図 10】



【図 11】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 調整しやすい物理量検出装置用回路を少ないオペアンプ数で構成する。

【解決手段】 直列接続されたセンシング素子である抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の中間電圧 $V_1$ をオペアンプ $OP_1$ の反転入力端子に接続し、非反転入力端子に抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ によって形成される参照電圧 $V_{ref}$ が入力されるようにする。そして、オペアンプ $OP_1$ の反転入力端子と出力端子との間にフィードバック抵抗 $R_{ts}$ を配置する。抵抗 $R_a$ 、 $R_b$ の抵抗温度係数 $TCR$ と感度温度係数 $TCS$ との差と、フィードバック抵抗の抵抗温度係数 $TCR_{ts}$ とがほぼ同等となるようにすると共に、参照電圧 $V_{ref}$ がセンシングされた物理量変化や温度変化に対して変化しないようにする。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日 1996年10月 8日

[変更理由] 名称変更

住 所 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

氏 名 株式会社デンソー